

1990.65985

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In Re U.S. Patent Application

Applicant: Sugawara et al.

Serial No.

Filed: November 15, 2001

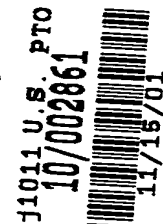
For: INFORMATION RECORDING
AND REPRODUCING APPARATUS,
SIGNAL DECODING CIRCUIT, AND
INFORMATION RECORDING MEDIUM
AND METHOD

Art Unit:

*I hereby certify that this paper is being deposited with the
United States Postal Service as EXPRESS MAIL in an
envelope addressed to: Assistant Commissioner for Patents,
Washington, D.C. 20231, on this date.*

11-15-01
Date

Daniel L. Carter
Express Mail No. EL846162885US



CLAIM FOR PRIORITY

Assistant Commissioner for Patents
Washington, DC 20231

Sir:

Applicants claim foreign priority benefits under 35 U.S.C. § 119 on the
basis of the foreign application identified below:

Japanese Patent Application No. 2001-198716, filed June 29, 2001.

A certified copy of the priority document is enclosed.

Respectfully submitted,

GREER, BURNS & CRAIN, LTD.

By

Patrick G. Burns
Registration No. 29,367

November 15, 2001
300 South Wacker Drive
Suite 2500
Chicago, Illinois 60606
Telephone: 312.360.0080
Facsimile: 312.360.9315



PATENT OFFICE JAPANESE GOVERNMENT

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with the Office.

Date of Application : june 29, 2001
Application Number : Patent Application No. Heisei 2001-198716
Applicant (s) : FUJITSU LIMITED

August 3, 2001

Commissoner, Kohzoh Oikawa
Patent Office

Certificate No. Toku 2001-3070202

1990.115985
312.360.0080

11011 U.S. PTO
10/002861



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office

出 願 年 月 日
Date of Application:

2001年 6月29日

出 願 番 号
Application Number:

特願2001-198716

出 願 人
Applicant(s):

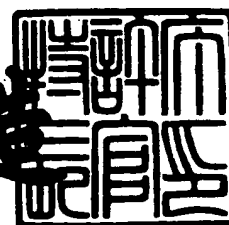
富士通株式会社

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 8月 3日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



【書類名】 特許願

【整理番号】 0150574

【提出日】 平成13年 6月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【発明の名称】 情報記録再生装置、信号復号回路、情報記録媒体の記録
構造及び方法

【請求項の数】 5

【国際特許分類】 G11B 5/09

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通
株式会社内

【氏名】 菅原 隆夫

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通
株式会社内

【氏名】 市原 一人

【特許出願人】

【識別番号】 000005223

【氏名又は名称】 富士通株式会社

【代理人】

【識別番号】 100079359

【弁理士】

【氏名又は名称】 竹内 進

【選任した代理人】

【識別番号】 100093584

【弁理士】

【氏名又は名称】 宮内 佐一郎

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 009287

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9704823

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 情報記録再生装置、信号復号回路、情報記録媒体の記録構造及び方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

情報を磁気記録媒体上に記録して再生する情報記録再生装置において、
データ記録時には、データの先頭および最後部を含む少なくとも 2 個所以上に
予め定めた特定符号列を挿入して媒体上に記録するデータ記録部と、
データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、前記
特定符号列に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行うデータ再生部
と、
を備えたことを特徴とする情報記録再生装置。

【請求項 2】

請求項 1 又は 2 記載の情報記録再生装置において、前記データ再生部によるク
ロック抽出は、前記特定符号列に対応した信号から抽出した位相情報に基づいて
本来のサンプリング時間を求めて、該サンプリング時間による補間フィルタの補
間操作によってクロック同期した信号振幅を再度サンプリングすることを特徴と
する情報記録再生装置。

【請求項 3】

情報を磁気記録媒体上に記録して再生する信号復号回路において、
データ記録時には、データの先頭および最後部を含む少なくとも 2 個所以上に
予め定めた特定符号列を挿入して媒体上に記録するデータ記録部と、
データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、前記
特定符号列に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行うデータ再生部
と、

を備えたことを特徴とする信号復号回路。

【請求項 4】

情報記録媒体の記録構造において、媒体上の記録信号系列は、データの先頭および最後部を含む少なくとも 2 個所以上に予め定めた特定符号列を挿入したことを特徴とする情報記録媒体の記録構造。

【請求項 5】

情報を磁気記録媒体上に記録して再生する情報記録再生方法において、

データ記録時には、データの先頭および最後部を含む少なくとも 2 個所以上に予め定めた特定符号列を挿入して媒体上に記録し、

データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、前記特定符号列に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行うことを特徴とする情報記録再生方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、磁気ディスク、MO、光ディスク、磁気テープ装置等の情報記録再生装置、信号復号回路、情報記録媒体の記録構造及び方法に関し、特にヘッド再生信号を非同期クロックによりサンプリングした後にタイミングリカバリとゲイン調整を行う情報記録再生装置、信号復号回路、情報記録媒体の記録構造及び方法に関する。

【0002】

【従来技術】

図 14 は、従来の磁気ディスク装置におけるセクターフォーマットの例であり、プリアンブル 200、シンクバイト 202、データ 204、ECC 206 及びパッド 208 で構成されている。

【 0 0 0 3 】

即ち、セクタフォーマットにおける先頭にはプリアンプル 2 0 0 と呼ばれる特定符号列が記録され、再生時にはプリアンプル 2 0 0 に相当したヘッド再生信号を用いて、クロック抽出用のタイミングリカバリ PLL 回路の位相および周波数の引込みや振幅補正用 AGC 回路におけるゲインの引込みが行われる。

【 0 0 0 4 】

2 番目の領域にはシンクバイト 2 0 2 と呼ばれる特定符号列が記録され、再生時には、シンクバイト 2 0 2 を検出して、それに続くデータ 2 0 4 の先頭ビットを推定する。

【 0 0 0 5 】

従来において、データ 2 0 4 は、クロック抽出や振幅補正の追従のために、符号 " 0 " の連続する長さを制限した RLL 符号 (Run Length Limited Code) に変換されて記録される。このためシンクバイト 2 0 2 に基づくデータ 2 0 4 の先頭ビットの位置情報は、RLL 符号の復号に用いられる。

【 0 0 0 6 】

近年の磁気ディスク装置は、再生用ヘッドとして MR (Magnetoresistive) ヘッドを用いている。MR ヘッドはディスク媒体表面から 3 0 ~ 5 0 nm しか浮上していないため、ヘッドがディスク表面の突起等に接触・衝突することがある。

【 0 0 0 7 】

接触・衝突が起こると、ヘッド温度の上昇に伴って抵抗値が上昇するため再生信号の直流レベルが大きく変動する。この現象をサーマルアスペリティ (TA: Thermal Asperity) 現象と称する。TA が発生すると、大振幅の信号が入力され、これまで安定動作していた AGC 回路や PLL 回路に悪影響が生じ、復調データが誤る。

【 0 0 0 8 】

このようなサーマルアスペリティ (TA) によるデータの誤りによりシンクバイトが検出できない場合でも復号ができるようにするため、図 1.5 のセクタフォーマットのように、データを 2 つのデータ 2 0 4 - 1, 2 0 4 - 2 にスプリットし、シンクバイト 2 0 2 - 1 に加え予備のシンクバイト 2 0 2 - 2 を設けている。

【0009】

この場合、再生信号が広範囲に亘って劣化する場合を想定し、シンクバイト202-1、202-2は離しておくのが一般的である。またデータ再生時に、シンクバイト202-1を含む部分が劣化した時、シンクバイト202-1に続くデータ204-2は復調できないが、データ204-1の長さをECCの最大訂正能力以下とすることで、訂正が可能となる。

【0010】

図16は、従来の磁気ディスク装置にデータ復調用ICとして実装されるリードチャンネル内のブロックである。データ再生の際は、再生ヘッドからのアナログ電圧はヘッドICのプリアンプによって増幅した後、リードチャンネル210に送られる。

【0011】

リードチャンネル210では、可変利得アンプ(VGA)212、ローパスフィルタして機能するCTフィルタ214、ADコンバータ(ADC)216を経由してデジタル信号への変換を行う。

【0012】

引き続きFIRフィルタ218によって波形等化を行った後、復号器220で例えばビタビ復号を行う。復号されたデータは、RLR復号器222で復号され、このときシンクバイト検出器230で検出した先頭ビット位置が使用される。

【0013】

またリードチャンネル210内には、ADコンバータ216で信号をサンプリングする電圧制御発振器(VCO)228からのクロックのタイミングを制御するPLLを備えたタイミングリカバリ部226、および可変利得アンプ212の利得を制御して振幅補正するための利得制御器224も搭載されている。

【0014】

即ち、タイミングリカバリ部226は、FIRフィルタ218の出力信号 y とその判定値 $Y=[0, -1, +1]$ を用いて位相誤差 $\Delta\tau$ を求め、この位相誤差 $\Delta\tau$ をなくすように電圧制御発振器(VCO)228を制御する。

【0015】

またゲインエラー $\Delta \gamma$ をFIRフィルタ218の出力信号 y とその判定値 $Y = [0, -1, +1]$ を用いて求め、ゲインエラー $\Delta \gamma$ をなくすように利得制御器224の制御電圧 V_g を調整して可変利得アンプ(VGA)212により振幅補正を行う。

【0016】

図17は従来のリードチャネルの他の構成例である。この場合、ADコンバータ216に対しては電圧制御発振器234から固定ロックを使用してサンプリングを再生信号とは非同期にで行う。FIRフィルタ218に続いては補間フィルタ232が設けられ、タイミングリカバリ部236で求めた式(1)の位相誤差 $\Delta \tau$ に基づいて本来のサンプリング時間 T を求め、このサンプリング時間 T での振幅 y を補間操作により求めている。

【0017】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、磁気ディスク装置において、今後、更なる高密度記録を狙った場合、ビット当たりの記録面積は小さくなり、 S/N 比は低下することになる。このためリードチャネルの波形等化に使用しているFIRフィルタの出力にもノイズ成分が多く重畳するため、復号器における判定結果 Y も誤りやすくなる。このような場合、タイミングリカバリや振幅補正のフィードバック系は不安定な動作となり、データ復調が正常に行われない問題が懸念される。

【0018】

一方、RL符号は、その元となるデータ列に対して“0”の連続を制限したデータ列(符号語)を選び出し構成される。ここで、符号化率を考慮した効率の良い符号を設計するためには、元データの前後関係から符号語を決定する必要があり、データ復調時には符号語中の1ビットの誤りが、RL復号器出力となるデータ列中では、複数ビットの誤りとなる。このエラー伝播はECCの効果を著しく劣化させる問題がある。

【0019】

本発明は、RL符号を使用することなく信号の S/N 比の悪化に対し安定した

クロック抽出や振幅補正を可能にして復号性能を向上する情報記録再生装置、信号復号回路、情報記録媒体の記録構造及び方法を提供することを目的とする。

【 0 0 2 0 】

【課題を解決するための手段】

図 1 は本発明の原理説明図である。本発明は、情報を磁気記録媒体上に記録して再生する情報記録再生装置であって、データ記録時には、図 1 (A) のように、データの先頭および最後部を含む少なくとも 2 個所以上に予め定めた特定符号列であるリバースバイト 5 0 を挿入して媒体上に記録するデータ記録部と、データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、特定符号列であるリバースバイト 5 0 に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行う図 1 (B) のデータ再生部 4 8 とを備えたことを特徴とする。更にデータ記録部 4 6 及びデータ再生部 4 8 は、ユーザデータを R L L 符号に符号化することなく媒体上に記録した後に再生する。

【 0 0 2 1 】

このように本発明は、原理的には、クロック抽出やゲイン追従のための R L L 符号を無くし、これに替えて特定符号列からなるリバースバイトをデータ中に挿入して媒体上に記録する。リバースバイトは既知のデータ列であるため、判定値 Y を誤ることはなく、再生信号の S N 比が悪い場合でも安定したクロック抽出や振幅補正が可能となる。また R L L 復号器を持たないため、R L L 復号によるエラー伝播を無くすことができ、本来の E C C 訂正能力を発揮させることが可能となる。

【 0 0 2 2 】

データ再生部 4 8 によるクロック抽出は、特定符号列に対応した信号から抽出した位相情報に基づいて本来のサンプリング時間 T を求めて、このサンプリング時間 T による F I R 補間フィルタ 8 8 の補間操作によってクロック同期した信号振幅を再度サンプリングする。

【 0 0 2 3 】

データ記録部は、特定符号列によりスプリットされた各データの先頭位置にシ

ンクバイト52を配置して媒体上に記録し、データ再生部48は、特定符号列に続くシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定してECC復号の同期を取る。

【0024】

データ記録部は、特定符号列にシンクバイトを含ませて媒体上に記録し、データ再生部48は、特定符号列からシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取る。このようにリバイスバイトの中にシンクバイトを埋め込むことにより、シンクバイトを分散させ、より広範囲な再生信号の劣化に対して対応できる。

【0025】

データ再生部48は、特定符号列に対応した信号を用いて、信号平均値、雑音の標準偏差と自己相関を求めて、データ復号の尤度計算に用いる。

【0026】

データ記録部及びデータ再生部48を信号処理集積回路で構成し、信号処理集積回路を磁気ディスク装置や光ディスク装置に搭載する。

【0027】

本発明は、情報を磁気記録媒体上に記録して再生する信号復号回路を提供するものであり、データ記録時には、データの先頭および最後部を含む少なくとも2個所以上に予め定めた特定符号列を挿入して媒体上に記録するデータ記録部と、データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、特定符号列に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行うデータ再生部とを備えたことを特徴とする。この信号復号回路における他の特徴は、情報記録再生装置と同じになる。

【0028】

本発明は、情報記録媒体の記録構造を提供するものであり、媒体上の記録信号系列は、データの先頭および最後部を含む少なくとも2個所以上に予め定めた特定符号列を挿入した記録構造であることを特徴とする。

【0029】

この記録信号系列は、特定符号列によりスプリットされた各データの先頭位置

にシンクバイトを配置した記録構造をもつ。また記録信号系列は、特定符号列にシンクバイトを含ませた記録構造であってもよい。

【0030】

本発明は、情報を情報記録媒体上に記録して再生する情報記録再生方法を提供するものであって、データ記録時には、データの先頭および最後部を含む少なくとも2個所以上に予め定めた特定符号列（リバースバイト）を挿入して媒体上に記録し、データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、特定符号列に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行うことを特徴とする。更にユーザデータをRLL符号に符号化することなく媒体上に記録した後に再生する。

【0031】

ここで、データ再生時のクロック抽出は、特定符号列に対応した信号から抽出した位相情報に基づいて本来のサンプリング時間を求めて、このサンプリング時間による補間フィルタの補間操作によってクロック同期した信号振幅を再度サンプリングする。

【0032】

データ記録時には、特定符号列によりスプリットされた各データの先頭位置にシンクバイトを配置して媒体上に記録し、データ再生時には、特定符号列に続くシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取る。

【0033】

また、データ記録時には、特定符号列にシンクバイトを含ませて媒体上に記録し、データ再生時には、特定符号列からシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取るようにしても良い。

【0034】

更にデータ再生時には、特定符号列に対応した信号を用いて、信号平均値、雑音の標準偏差と自己相関を求めて、データ復号の尤度計算に用いる。

【0035】

【発明の実施の形態】

図 2 は、本発明が適用されるハードディスクドライブのブロック図である。図 2 において、ハードディスクドライブは、SCSI コントローラ 10、ドライブコントロール 12 及びディスクエンクロージャ 14 で構成される。勿論、ホストとのインタフェースは SCSI コントローラ 10 に限定されず、適宜のインタフェースコントローラが使用できる。

【 0 0 3 6 】

SCSI コントローラ 10 には、MCU (メインコントロールユニット) 16、制御記憶として使用される DRAM もしくは SRAM を用いたメモリ 18、制御プログラムを格納するフラッシュメモリなどの不揮発性メモリを使用したプログラムメモリ 20、ハードディスクコントローラ (HDC) 22 及びデータバッファ 24 が設けられる。

【 0 0 3 7 】

ドライブコントロール 12 には、ドライブインタフェースロジック 26、DSP 28、リードチャネル (RDC) 30 及びサーボドライバ 32 が設けられる。

【 0 0 3 8 】

更にディスクエンクロージャ 14 にはヘッド IC 34 が設けられ、ヘッド IC 34 に対し記録ヘッドと再生ヘッドを備えた復号ヘッド 36-1 ~ 36-6 を接続している。

【 0 0 3 9 】

復号ヘッド 36-1 ~ 36-6 は磁気ディスク 38-1 ~ 38-3 の各記録面に対し設けられ、VCM 40 によるロータリアクチュエータの駆動で磁気ディスク 38-1 ~ 38-3 の任意のトラック位置に移動される。磁気ディスク 38-1 ~ 38-3 はスピンドルモータ 42 により一定速度で回転される。SCSI コントローラ 10 のハードディスクコントローラ 22 には、フォーマッタや ECC 処理部を設けられる。

【 0 0 4 0 】

図 3 は、本発明の情報記録再生で使用するセクタフォーマットの実施形態である。このセクタフォーマットにあっては、セクタデータの先頭及び最後部を含む 2 箇所以上に、予め定めた特定符号列、例えば「1010...10」の符号列

を用いたリバイスバイト 50-1, 50-2, ... 50-n を挿入し、隣接するリバイスバイトの間にスプリットしたデータ 54-1, 54-2, ... 54-n を配置し、更に最後のリバイスバイト 50-(n-1) ~ 50-n の間にはデータ及び ECC 56 を配置している。また先頭のリバイスバイト 50-1 の後ろには、復調時にデータの先頭ビットを推定するためのシンクバイト 52 を配置している。

【0041】

ここでセクタフォーマットのデータ長を例えば 512 バイトとすると、図 14 に示した従来のセクタフォーマットにあつては、データを RLL 符号に変換しているため、この RLL 符号に変換することによるビット分が 512 バイト中の 256 ビット程度存在する。

【0042】

これに対し図 3 の本発明のセクタフォーマットにあつては、ユーザデータについては RLL 符号による変換を行わないことから、従来の RLL 符号に割り当てられている 256 ビット分について、本発明で新たに設けたリバイスバイトに割り当てることができる。

【0043】

ここで図 3 におけるリバイスバイト 50-1 ~ 50-n の数を $n=6$ とすると、ユーザデータは ECC 56 を含めて $n=5$ にスプリットされる。512 バイトのデータの内、従来の RLL 符号による変換ビット 256 ビットを 2 番目から最後のリバイスバイト 50-2 ~ 50-6 に割り当てることができ、例えば $256 \div 5 = \text{約 } 50 \text{ ビット}$ とすればよい。また先頭のリバイスバイト 50-1 については、従来のプリアンプと同様、100 ~ 200 ビットを割り当てればよい。

【0044】

このため、図 3 のようなセクタの先頭と最後部を含む複数箇所にリバイスバイト 50-1 ~ 50-n を配置したとしても、従来の RLL 符号による変換を行っているセクタフォーマットのサイズとほぼ同サイズとすることができ、媒体のフォーマット効率が低下することはない。

【0045】

図4は、本発明の情報記録再生で使用するセクタフォーマットの他の実施形態である。このセクタフォーマットにあっては、セクタの先頭と最後尾を含む複数箇所に配置した所定の特定符号列からなるリバイスバイトに、データ先頭位置を推定するためのシンクバイトを含ませたリバイス・シンクバイト58-1, 58-2, ... 58-nとしたことを特徴とする。

【0046】

このようにリバイスバイトの中にシンクバイトが埋め込まれることにより、スプリットされた各データ54-1~54-n及びデータ・ECC56のそれぞれの先頭ビット位置の推定をより正確に推定してECC処理を行うことができ、またサーマルアスペリティ(TA)などによりシンクバイトを含むデータ消失が生じて、正常なリバイスバイト部分に埋め込まれたシンクバイトにより正確なECC処理ができる。

【0047】

なお図4のリバイスバイト及びシンクバイト58-1~58-nを挿入したセクタフォーマットにおけるデータ54-1~54-n及び、データ・ECC56のデータ長は、ECCによるリカバリ可能長としていることは勿論である。

【0048】

図5は、図3または図4の複数のリバイスバイトを挿入したセクタフォーマットを用いた図2のハードディスクドライブにおけるハードディスクコントローラ22及びリードチャネルの概略をヘッドIC34と共に示しており、この実施形態にあってはビタビ復号を行う場合を例にとっている。

【0049】

まず記録系を説明すると、(1, 0)のバイナリコードでなるユーザデータは、ハードディスクコントローラ22のCRC符号器60とECC符号器62とによりパリティが付加される。CRC符号はECCの誤訂正を禁止するために用いられる。

【0050】

続いてリードチャネル30のデータ記録部46に設けた記録補償器64に入力され、磁化反転が隣接する箇所で反転間隔を多少広げるための書込補償を行う。

そしてドライバ66によりヘッドIC34を駆動して記録ヘッドへのガイド電流を発生し、媒体上に記録する。

【0051】

ここで従来のリードチャネル30のデータ記録部46にあっては、記録補償器64の手前にPLLによるクロック再生を安定化するためのRLL符号器が設けられるが、本発明にあっては図3、図4のセクタフォーマットに示したように、複数のリバイスバイトを挿入し、このリバイスバイトに基づいたクロック再生を行うため、RLL符号器は設けられていない。

【0052】

一方、再生の際には再生ヘッドからのアナログ電圧は、まずヘッドIC34に内蔵した図示しないプリアンプにより記録された後、リードチャネル30のデータ再生部48に送られる。このデータ再生部48の詳細は図6のブロック図で明らかにする。データ再生部48で復調されたデータは、ハードディスクコントローラ22のECC復号器68によるエラー訂正とCRC復号器70による検査処理を経て、復号データとして出力される。

【0053】

図6は、図5のリードチャネル30に設けたデータ再生部48の実施形態を示したブロック図である。

【0054】

図6において、ヘッドICから出力されたヘッド再生信号は、可変利得アンプ72、ローパスフィルタとして機能するCTフィルタ74、ADコンバータ76を経由してデジタル信号に変換された後、セクタ単位でバッファメモリ78に記憶される。

【0055】

利得制御器80は可変利得アンプ72の利得を制御し、ヘッド再生信号を一定振幅に補正する。またADコンバータ76は電圧制御発振器82からのクロックによりヘッド再生信号をサンプリングしてデジタル信号に変換しており、このサンプリングのための電圧制御発振器82からのクロックはヘッド再生信号と非同期の固定クロックを使用している。

【0056】

バッファメモリ78に格納されたセクタデータは、その後読み出され、乗算器84に対する利得制御器92からのゲインGを掛け合わせるによりデジタル的に振幅補正を受けた後、FIRフィルタ86で波形等化を受け、等化済み信号xとしてFIR補間フィルタ88に入力される。

【0057】

FIR補間フィルタ88は、タイミングリカバリ部94で計算されたヘッド再生信号における本来のタイミングTに基づき、ヘッド再生信号に同期した本来のサンプリング時間での振幅を持つ信号yを計算し、この補間済みの等化波形信号yをビタビ復号器90に送る。

【0058】

ビタビ復号器90にあっては、等化済みの信号yについてビタビアルゴリズムにより正しい信号Yを判定し、復号信号Yを次段のハードディスクコントローラ側に出力する。

【0059】

またシンクバイト検出器96が設けられ、FIR補間フィルタ88からの出力信号yとビタビ復号器90からの判定信号Yに基づいたシンクバイトの検出を行い、シンクバイトの検出位置に続くデータの先頭ビットを推定する。

【0060】

このシンクバイト検出器96の検出出力は、従来装置にあってはビタビ復号器90に続いて設けられたRLL復号器に与えられて、その復号に使用されるが、本発明にあってはRLL復号器は設けられていないことから、シンクバイト検出器96の検出出力は次段のハードディスクコントローラに設けているECC復号器68などに与えられてデータの先頭ビットの推定に使用される。

【0061】

図6の利得制御器92は、FIR補間フィルタ88から出力される出力信号yとビタビ復号器90からの判定値 $Y = (0, -1, +1)$ を用いてゲインエラー $\Delta\gamma$ を求め、振幅補正を行う。

【0062】

図 8 は、図 6 の利得制御器 9 2 のブロック図であり、利得誤差検出器 9 8 とループフィルタ 1 0 0 で構成される。利得誤差検出器 9 8 は F I R 補間フィルタ 8 8 の出力信号 y と判定信号 Y により、ゲインエラー $\Delta \gamma$ を

$$\Delta \gamma = \text{sgn}(y_i) \cdot (y_i - Y_i) \quad (1)$$

により算出し、ループフィルタ 1 0 0 によりゲイン G に変換して入力信号と掛け合わせることで振幅補正を行う。

【 0 0 6 3 】

図 9 は、図 6 の F I R 補間フィルタ 8 8 とタイミングリカバリ部 9 4 のブロック図である。タイミングリカバリ部 9 4 には位相判定器 1 0 2 とループフィルタ 1 0 4 が設けられる。位相判定器 1 0 2 は F I R 補間フィルタ 8 8 の出力信号 y の内のリバイスバイトに対応する信号から抽出した位相情報を求め、この位相情報をループフィルタ 1 0 4 に与えることで本来のサンプリング時間 T を求め、このサンプリング時間 T による F I R 補間フィルタ 8 8 の補間操作によって、ヘッド再生信号の本来のブロックに同期した信号振幅の再度のサンプリングを実質的に行うクロック抽出を行う。

【 0 0 6 4 】

F I R 補間フィルタ 8 8 は、 k 段の遅延回路 $1 0 8 - 1 \sim 1 0 8 - k$ を備え、乗算器 $1 1 0 - 1 \sim 1 1 0 - k$ によりタップゲインテーブル 1 0 6 で与えられるタップゲイン $C_0 \sim C_k$ を乗算した後、加算器 $1 1 2 - 1 \sim 1 1 2 - k$ で総和をとって、これを出力信号 y としている。

【 0 0 6 5 】

このような F I R 補間フィルタ 8 8 を使用してリバイスバイトに対応する信号からブロック抽出を行うための詳細を説明すると次のようになる。

【 0 0 6 6 】

図 1 0 は、図 3 のセクタフォーマットで示すリバイスバイトを挿入したヘッド再生信号の F I R フィルタ 8 6 で等化した後の出力信号 x のサンプル点とそのアナログ波形を、リバイスバイト $5 0 - n$ と間にデータを介して次のリバイスバイト $5 0 - (n + 1)$ について表わしている。

【 0 0 6 7 】

ここで白ドットが電圧制御発振器 82 からの非同期クロックによりサンプルされた信号点を表わしており、破線で示す本来のタイミングに対し位相誤差を生じ、併せて周波数変位も起こしている。

【0068】

本発明にあっては、データの両側には位置しているリバースバイト 50-n とリバースバイト 50-(n+1) の位相情報に基づき、その間に存在するデータの各信号点の位相誤差を推定して本来のタイミングの信号点の振幅値に補正する処理を、FIR 補間フィルタ 88 に行わせる。

【0069】

即ち、サンプリングされた信号の振幅とその位相が分かれば、本来のタイミングでの信号の振幅を FIR 補間フィルタ 88 で予測することができる。

【0070】

ここではリバースバイト 50-n とリバースバイト 50-(n+1) の間のデータ領域における信号の振幅が既知であり、位相が不明であるという条件の下での位相決定の方法を説明する。

【0071】

いまリバースバイト 50-n における i サンプル目の位相誤差を $\tau(n, i)$ とする。リバースバイト 50-n の記録符号列を「1010・・・10」とした場合、ヘッド再生信号はサインカーブと見なすことができる。このため i サンプル目の振幅値を $a(n, i)$ とすると、位相誤差 $\tau(n, i)$ は次式で与えられる。

【0072】

【数 1】

$$\tau(n, i) = \tan^{-1} \left(\frac{a(n, i+1)}{a(n, i)} \right) \quad (2)$$

【0073】

なお位相誤差の検出は (2) 式に限定されず、他の方法でも検出することができる。

【0074】

次にリバイスバイト50-nのセンタにおける位相を τ_c とし、周波数偏差による位相誤差を τ_f （但し、リバイスバイト50-nの範囲で周波数は一定とする）、更にサンプリングされた振幅に含まれるノイズによる誤差を τ_e とする。これらのパラメータからリバイスバイト50-nにおける $i=0\sim 2m$ のそれぞれの位相誤差は次式で与えられる。

【0075】

【数2】

$$\left. \begin{aligned} \tau(n,0) &= \tau_c(n) - m \cdot \tau_f(n) + \tau_e(n,0) \\ \tau(n,1) &= \tau_c(n) - (m-1) \cdot \tau_f(n) + \tau_e(n,1) \\ &\vdots \\ \tau(n,m-1) &= \tau_c(n) - \tau_f(n) + \tau_e(n,m-1) \\ \tau(n,m) &= \tau_c(n) + \tau_e(n,m) \\ \tau(n,m+1) &= \tau_c(n) + \tau_f(n) + \tau_e(n,m+1) \\ &\vdots \\ \tau(n,2m-1) &= \tau_c(n) + (m-1) \cdot \tau_f(n) + \tau_e(n,2m-1) \\ \tau(n,2m) &= \tau_c(n) + m \cdot \tau_f(n) + \tau_e(n,2m) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

【0076】

ここでノイズによる位相誤差の平均は0と見なされることから、次のような式を得ることができる。

【0077】

【数3】

$$\tau_c(n) = \frac{\sum_{i=0, i \neq m}^{i=2m} \tau(n,i)}{2m} + \overline{\tau_e(n)} = \frac{\sum_{i=0, i \neq m}^{i=2m} \tau(n,i)}{2m} \quad (4)$$

$$\tau_f(n) = \frac{\sum_{i=0}^{i=m/2-1} \tau(n,2i+1) - \tau(n,2i) + \sum_{i=m/2+1}^{i=m} \tau(n,2i) - \tau(n,2i-1)}{m} \quad (5)$$

【0078】

したがって、リバースバイト 50-n とリバースバイト 50-(n+1) に挟まれたデータにおける位相 $\tau(n, j)$ は、次式で近似することができる。

【0079】

【数4】

$$\tau(n, j) = F(\tau c(n), \tau c(n+1), j) + F(\tau f(n), \tau f(n+1), j) \cdot j \quad (6)$$

【0080】

この(6)式において、関数 $F(a, b, j)$ は a と b に挟まれた j での内分を表わしている。また、この位相決定法にあっては、データの両側に位置するリバースバイト 50-n とリバースバイト 50-(n+1) からの位相情報のみを用いたが、それ以外の1または複数の両側に隣接するリバースバイトの位相情報を考慮することで(6)式の近似式の次数を高め、その精度を向上させることができる。

【0081】

このように本発明にあっては、データ中にリバースバイトを挿入して記録し、再生時には既知のリバースバイトの位相情報から間に位置するデータの位相を推定して本来のタイミングの振幅に補正することで、非同期クロックによる復調であっても、本来のタイミングによる正しいサンプリングされた信号振幅に補間し、ビタビ復号における復号性能としてのエラーレートを高めることができる。

【0082】

また RLL 符号を使用していないことから、データ復調時の RLL 符号語の中のビット誤りがデコードの際に伝播して複数ビットの誤りになることがなく、RLL 符号によるエラー伝播をなくすことで、本来の ECC 訂正能力を十分に発揮させることができる。

【0083】

図11は、復号器における尤度計算のためのパラメータをリバースバイトの対応信号から演算して提供する本発明の実施形態の説明図である。図11において、ビタビ復号器 116 に対し、この実施形態にあっては新たに雑音相関演算部 114 が設けられている。

【0084】

雑音相関演算部114は、図6のFIR補間フィルタ88から出力される位相補正の済んだ出力信号 y の内のリバースバイトに対応する信号をトレーニング信号系列として取り込み、このリバースバイトに対応した信号系列に基づいて、信号平均値 d 、雑音の標準偏差 σ と自己相関の相関係数 e を計算し、これらを雑音相関パラメータとしてビタビ復号器116に与えて、リバースバイトに挟まれたデータ部分に対応する信号からデータを復号するための尤度計算に使用する。

【0085】

具体的には、ビタビ復号器116におけるブランチメトリック（チャネル情報）の計算において、リバースバイトに対応する信号から雑音相関演算部114で演算した平均値 d 、標準偏差 σ 、相関係数 e を用いることで、雑音予測型のビタビ復号を実現することができる。

【0086】

更に詳細に説明すると次のようになる。図11のビタビ復号器116では、媒体上の記録信号パターンに依存したPEやNLTS等の非線形要因による性能劣化に対応するため、過去 N ビット、未来 Q ビットの2値記録信号 $x_{k-N}, \dots, x_k, \dots, x_{k+Q}$ に対する 2^{N+Q+1} 個の状態 $S_0^m \sim S_{2^{N+Q+1}-1}^m$ を予め定め、信号、雑音パラメータに対してこの記録信号状態依存性を持たせるものとする。

【0087】

そして、状態 $S_0^m \sim S_{2^{N+Q+1}-1}^m$ に対する等化後波形 y_k の平均値 $d(S_0^m) \sim d(S_{2^{N+Q+1}-1}^m)$ を、リバースバイト系列を使用して雑音相関演算部114により求める。

【0088】

この実施形態では、次式によって k 時点における等化器出力雑音 n_k を導出するものとする。

【0089】

【数5】

$$n_k = w_k + \sum_{i=-L}^{-1} e_i(s_k^m) n_{k-i} + \sum_{i=1}^M e_i(s_k^m) n_{k-i} \quad (7)$$

【0090】

なお、 s_k^m はk時点における状態である。また装置の簡略化のため、 $d(s_k^m)$ の代わりに、状態 s_k^m に対する理想等化波形を用いてもよい。

【0091】

ここでPRチャネルの雑音モデルとして、等化出力雑音 n_k が、周波数依存性を持った有色雑音であり、時間軸上では、過去Lビット、未来Mビットの雑音と相関のあるガウスマルコフ (Gauss-Markov) 系列の自己相関を持つとする。この時、出力雑音 n_k は次式のようになる。

【0092】

【数6】

$$\sigma^2(s_k^m) = \left\langle \left(n_k - \sum_{i=-L}^{-1} e_i(s_k^m) n_{k-i} - \sum_{i=1}^M e_i(s_k^m) n_{k-i} \right)^2 \right\rangle \quad (8)$$

【0093】

ここに、 $e_{-L}(s_k^m) \sim e_1(s_k^m)$ は記録状態 s_k^m に依存した過去Lビットの雑音の現時点に対する重み、 $e_1(s_k^m) \sim e_M(s_k^m)$ は記録状態 s_k^m に依存した未来Mビットの雑音の現時点に対する重み、 w_k は現時点に加わる白色ガウス雑音である。

【0094】

w_k は $n_{k-L}, \dots, n_{k-1}, n_{k+1}, \dots, n_{k+L}$ と無相関なので、 $e_{-L}(s_k^m), \dots, e_{-1}(s_k^m), e_1(s_k^m), \dots, e_M(s_k^m)$ としては w_k の分散

【0095】

【数7】

$$\left\langle n_{k-j} \left(n_k - \sum_{i=-L}^{-1} e_i(s_k^m) n_{k-i} \right) \right\rangle = R_m(j|s_k^m) - \sum_{i=-L}^{-1} e_i(s_k^m) R_m(j-i|s_k^m) = 0 \quad (-M \leq i, j \leq L, i \neq 0, j \neq 0) \quad (9)$$

【0096】

が最小となる値を求めれば良い。但し、 $\langle \rangle$ は期待値を表している。

【0097】

従って、状態 s_k^m に対する n_k の自己相関関数の期待値を $R_{nn}(j | s_k^m) = \langle n_k n_k + j | s_k^m \rangle$ 、 $-L \leq j \leq M$ とすると、最小二乗法より、

【0098】

【数8】

$$R_{\setminus L+1}(s_k^m) = \begin{bmatrix} R_{i,j}(1 \leq i \leq L, 1 \leq j \leq L)(s_k^m) & R_{i,j}(1 \leq i \leq L, L+2 \leq j \leq L+M+1)(s_k^m) \\ R_{i,j}(L+2 \leq i \leq L+M+1, 1 \leq j \leq L)(s_k^m) & R_{i,j}(L+2 \leq i \leq L+M+1, L+2 \leq j \leq L+M+1)(s_k^m) \end{bmatrix} \quad (10)$$

【0099】

が成立すればよい。

【0100】

よって、 n_k の $(L+M+1) \times (L+M+1)$ 共分散行列を $R_{i,j}(s_k^m) = [R_{nn}(j-i | s_k^m)]$ 、 $1 \leq i, j \leq L+M+1$ としたとき、その $L+1$ 行、 $L+1$ 列成分を除いた行列 $R_{\setminus L+1}(s_k^m)$ を

【0101】

【数9】

$$e(s_k^m) = R_{\setminus L+1}^{-1}(s_k^m) r(s_k^m) \quad (11)$$

【0102】

とし、 $e(s_k^m) = [e_{-L}(s_k^m), \dots, e_{-1}(s_k^m), e_1(s_k^m), \dots, e_M(s_k^m)]$ 、 $r(s_k^m) = [R_{nn}(-L | s_k^m), \dots, R_{nn}(-1 | s_k^m), R_{nn}(1 | s_k^m), \dots, R_{nn}(M | s_k^m)]^T$ とおくと

【0103】

【数10】

$$\sigma^2(s_k^m) = R_{nn}(0 | s_k^m) - r^T(s_k^m) R_{\setminus L+1}^{-1}(s_k^m) r(s_k^m) \quad (12)$$

【0104】

により $e(s_k^m)$ が求まる。このときの白色ガウス雑音 w_k の分散 $\sigma^2(s_k^m)$ は

【0105】

【数11】

$$p(n_k | n_{k-L}, \dots, n_{k-1}, n_{k+1}, \dots, n_{k+M}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma(s_k^m)} \exp \left(-\frac{\left(n_k - \sum_{i=-L}^{-1} e_i(s_k^m) n_{k-i} - \sum_{i=1}^M e_i(s_k^m) n_{k+i} \right)^2}{2\sigma^2(s_k^m)} \right) \quad (13)$$

【0106】

となる。

【0107】

ここで復号の精度を高めるため、ブランチメトリックの計算において、記録パターンに依存した過去及び未来の雑音に対する相関を導入した雑音予測(Noise Predictive)のビタビ復号を行う。

【0108】

式(12)、(13)より求まる $e(s_k^m)$ 、 $\sigma(s_k^m)$ は、媒体上の信号の状態に対する雑音の相関及び標準偏差のように、信号の状態 s_k^m に依存しているものとする。チャネル情報の計算において記録信号依存型の雑音予測ビタビ復号が実現できる。

【0109】

ここでビタビ復号器116の入力雑音が過去Lビット、未来Mビットの雑音と相関のあるマルコフ系列であると仮定すれば、その確率密度関数は次式となる。

【0110】

【数12】

$$\Lambda_c(y_k | s_k^m) = -\ln \sigma(s_k^m) - \frac{\left(n_k - \sum_{i=-L}^{-1} e_i(s_k^m) n_{k-i} - \sum_{i=1}^M e_i(s_k^m) n_{k+i} \right)^2}{2\sigma^2(s_k^m)} \quad (14)$$

【0111】

式(14)の右辺に $(2\pi)^{1/2}$ を乗じ、その自然対数をとることによって、ビタビ復号における記録信号に依存したブランチメトリック(チャンネル情報) $\Lambda_c(y_k | s_k^m)$ が得られる。

【0112】

【数13】

$$\Lambda_c(y_k | s_k^m) = -\ln \sigma(s_k^m) - \frac{\left(y_k - d(s_k^m) - \sum_{i=1}^L e_i(s_k^m)(y_{k+i} - d(s_{k+i}^m)) - \sum_{i=1}^M e_i(s_k^m)(y_{k-i} - d(s_{k-i}^m)) \right)^2}{2\sigma^2(s_k^m)} \quad (15)$$

【0113】

式(15)を計算するためには、過去Lビットおよび未来Mビットの雑音を推定する必要がある。そこで、PRチャネルの状態 s_{k-1} から状態 s_k へ遷移するパスを通過する区間 $k-L-1 \sim k+M$ の全てのパスメトリックを計算し、その値が最小となるパスを求める。

【0114】

そして、最短パスに相当する等化波形の平均値 $d(s_{k-L-1}^m) \sim d(s_{k+M}^m)$ を求め、式(7)より等化後雑音 n_k を推定するものとする。よって式(15)は次式となる。

【0115】

【数14】

$$\Lambda_c(y_k | s_k^m) = -\ln \sigma(s_k^m) - \frac{(y_k - d(s_k^m))^2}{2\sigma^2(s_k^m)} \quad (16)$$

【0116】

このように過去及び未来の状態に対する白色化した雑音値とその分散 $\sigma(s_k^m)$ から式(16)のブランチメトリック $\Lambda_c(y_k | s_k^m)$ を算出し、その後、このブランチメトリックからビタビ復号における尤度を求める。

図12は、近年、ビタビ復号に替わる新たな符号・復号法として提案されている反復型復号(Iterative method)に本発明を適用した場合の図2のハードディスクドライブにおける記録再生系の主要部の構成である。この反復型復号法としては

、低密度パリティ検査符号法 (LDPC:Low Density Parity Check) やターボ符号化復号化法が知られている。

【0 1 1 7】

ユーザデータは、まずハードディスクコントローラ 2 2 内で、CRC 符号器 6 0 と ECC 符号器 6 2 によるパリティが付加される。次に、リードチャネル 3 0 では、反復型復号法の符号器 1 1 8、記録補償器 6 4、ドライバ 6 6 を経由し、ヘッド IC 3 4 に記録データを送出し、記録ヘッドへのライト電流を発生させ、磁気ディスクに記録する。

【0 1 1 8】

一方、再生の際は、再生ヘッドからのアナログ電圧をまずヘッド IC 3 4 のブリアンプによって増幅した後、リードチャネル 3 0 のデータ再生部 4 8 に送って復号し、復号結果はハードディスクコントローラ 2 2 に戻され、ECC 復号器 6 8 と CRC 復号器 7 0 を経て再生データとなる。

【0 1 1 9】

図 1 3 (A) は図 1 2 の符号器 1 1 8 の基本構成を示し、図 1 3 (B) に復号器の基本構成を示す。

【0 1 2 0】

図 1 3 (A) において、符号器 1 1 8 は、外符号器 1 2 0 と内符号器 1 2 4 を縦列接続した構成を取る。ここで PR チャネルでは、チャネル自体を畳み込み符号器とみなすことができるので、内符号器 1 2 4 は設ける必要がない。

【0 1 2 1】

図 1 3 (B) の反復型復号器 1 2 6 は、内復号器 (チャネル最大事後確率復号器) 1 2 8 と外復号器 (外符号最大事後確率復号器) 1 3 2 の 2 つの軟入力・軟出力 (SISO Soft-in Soft-out) の復号器からなる。この内復号器 1 2 8 と外復号器 1 3 0 間で所定回の反復復号を行った後、硬判定ブロック 1 3 2 のしきい値処理によって復号データを生成し出力する。

【0 1 2 2】

即ち、反復型復号法で特徴的な点は、最大事後確率 (MAP: Maximum a posteriori Probability) を行うという点であり、そのため 2 つの要素復号器は、

いずれも単なる0又は1といった硬判定結果を出力するのではなく、0.4や0.9といった信頼性情報を出力する。

尚、図13の反復型復号器126の構成は、主要部分のみを記載したものであり、実際には記載した以外のモジュールが構成要素の間に付加される。例えば、内復号器126と復号器130の間にランダムインターリーバを挿入することがある。

【0123】

まず、内復号器128で実施されるBCJR復号法 (Bahl-Cocke-Jelinek-Ravi v)による手順を詳細に説明する。内復号器128は、チャネルからのリード信号 y_k と外復号器130からの事前情報 $\Lambda_a(x_k)$ を用いて、外部情報 $\Lambda_e(x_k)$ を計算するものである。

【0124】

ここで符号の状態遷移を表現するトレリスを考え、可能性のある状態遷移毎に、リード信号 y_k とその状態遷移に関連付けられた理想信号 m_k とから、チャネル情報 $\Lambda_c(y_k)$ を次式により求める。

【0125】

【数15】

$$\Lambda_c(y_k) = -\frac{1}{2\sigma^2}(y_k - m_k)^2 \quad (17)$$

【0126】

ただし、 σ^2 はノイズの分散値である。

【0127】

次に、状態遷移 $s_{k-1} \rightarrow s_k$ に対するパスメトリック γ を、

【0128】

【数16】

$$\gamma_k(s_{k-1}, s_k) = \exp\{x_k \Lambda_a(x_k)\} \exp\{\Lambda_c(y_k)\} \quad (18)$$

【0129】

と求める。そして、順方向の再帰計算により、

【0130】

【数17】

$$\alpha_k(s_k) = \sum_{s_{k-1}} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \quad (19)$$

【0131】

を、逆方向の再帰計算により、

【0132】

【数18】

$$\beta_{k-1}(s_{k-1}) = \sum_{s_k} \beta_k(s_k) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \quad (20)$$

【0133】

を求める。ただし、初期状態と終了状態を状態0と仮定すると、終端条件は以下の通りである。

【0134】

【数19】

$$\alpha_0(s_0) = \begin{cases} 1, & \text{if } s_0 = 0 \\ 0, & \text{if } s_0 \neq 0 \end{cases} \quad \beta_N(s_N) = \begin{cases} 1, & \text{if } s_N = 0 \\ 0, & \text{if } s_N \neq 0 \end{cases} \quad (21)$$

【0135】

従って、 α 、 β 、 γ から、事後確率 $\Lambda(x_k)$ を次式で算出する。

【0136】

【数20】

$$\Lambda(x_k) = \ln \frac{\sum_{s_1} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)}{\sum_{s_0} \alpha_{k-1}(s_{k-1}) \gamma_k(s_{k-1}, s_k) \beta_k(s_k)} \quad (22)$$

【0137】

の状態遷移を意味する。最後に、事前情報 $\Lambda_a(x_k)$ を差し引いて、外部情報 $\Lambda_e(x_k)$ を得る。

【0138】

【数21】

$$\Lambda_e(x_k) = \Lambda(x_k) - \Lambda_a(x_k) \quad (23)$$

【0139】

この反復型復号器126に対しても、図11のビタビ復号器の場合と同様に、リバイスパイトに対応した信号系列から信号の平均値 d 、雑音の標準偏差 σ と相関係数 e を計算する雑音相関演算部114が設けられる。内符号器128は、雑音相関演算部114で計算された信号の平均値 d 、雑音の標準偏差 σ と相関係数 e を使用して(16)式からデータ領域のチャネル情報 $\Lambda_c(y_k | s_k^m)$ を求め、そして(18)～(23)式から外部情報 $\Lambda_e(x_k)$ を求めて外復号器130に出力する処理を繰り返す。

【0140】

なお、本発明は、その目的と利点を損なうことのない適宜の変形を含み、また上記の実施形態に示した数値による限定は受けない。

【0141】

(付記1)

情報を磁気記録媒体上に記録して再生する情報記録再生装置において、データ記録時には、データの先頭および最後部を含む少なくとも2個所以上に予め定めた特定符号列を挿入して媒体上に記録するデータ記録部と、データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、前記特定符号列に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行うデータ再生部とを備えたことを特徴とする情報記録再生装置。(1)

【0142】

(付記2)

付記 1 記載の情報記録再生装置において、前記データ記録部及びデータ再生部は、ユーザデータを R L L 符号に符号化することなく媒体上に記録した後に再生することを特徴とする情報記録再生装置。(2)

【 0 1 4 3 】

(付記 3)

付記 1 又は 2 記載の情報記録再生装置において、前記データ再生部によるクロック抽出は、前記特定符号列に対応した信号から抽出した位相情報に基づいて本来のサンプリング時間を求めて、該サンプリング時間による補間フィルタの補間操作によってクロック同期した信号振幅を再度サンプリングすることを特徴とする情報記録再生装置。

【 0 1 4 4 】

(付記 4)

付記 1 乃至 3 のいずれかに記載の情報記録再生装置において、前記データ記録部は前記特定符号列によりスプリットされた各データの先頭位置にシンクバイトを配置して媒体上に記録し、前記データ再生部は、前記特定符号列に続くシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取ることを特徴とする情報記録再生装置。

【 0 1 4 5 】

(付記 5)

付記 1 乃至 3 のいずれかに記載の情報記録再生装置において、前記データ記録部は前記特定符号列にシンクバイトを含ませて媒体上に記録し、前記データ再生部は、前記特定符号列からシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取ることを特徴とする情報記録再生装置。

【 0 1 4 6 】

(付記 6)

付記 1 乃至 5 のいずれかに記載の情報記録再生装置において、前記データ再生部は、前記特定符号列に対応した信号を用いて、信号平均値、雑音の標準偏差と自己相関を求めて、データ復号の尤度計算に用いることを特徴とする情報記録再生装置。



【 0 1 4 7 】

(付記 7)

付記 1 乃至 6 のいずれかに記載の情報記録再生装置において、前記データ記録部及びデータ再生部を信号処理集積回路で構成し、前記信号処理集積回路を磁気ディスク装置や光ディスク装置に搭載したことを特徴とする情報記録再生装置。

【 0 1 4 8 】

(付記 8)

情報を磁気記録媒体上に記録して再生する信号復号回路において、データ記録時には、データの先頭および最後部を含む少なくとも 2 個所以上に予め定めた特定符号列を挿入して媒体上に記録するデータ記録部と、データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、前記特定符号列に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行うデータ再生部と

を備えたことを特徴とする信号復号回路。(3)

【 0 1 4 9 】

(付記 9)

付記 8 記載の信号復号回路において、前記データ記録部及びデータ再生部は、ユーザデータを R L L 符号に符号化することなく媒体上に記録した後に再生することを特徴とする信号復号回路。

【 0 1 5 0 】

(付記 1 0)

付記 8 又は 9 記載の信号復号回路において、前記データ再生部によるクロック抽出は、前記特定符号列に対応した信号から抽出した位相情報に基づいて本来のサンプリング時間を求めて、該サンプリング時間による補間フィルタの補間操作によってクロック同期した信号振幅を再度サンプリングすることを特徴とする信号復号回路。

【 0 1 5 1 】

(付記 1 1)

付記 8 乃至 1 0 のいずれかに記載の信号復号回路において、前記データ記録部

は前記特定符号列によりスプリットされた各データの先頭位置にシンクバイトを配置して媒体上に記録し、前記データ再生部は、前記特定符号列に続くシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取ることを特徴とする信号復号回路。

【0152】

(付記12)

付記8乃至10のいずれかに記載の信号復号回路において、前記データ記録部は前記特定符号列にシンクバイトを含ませて媒体上に記録し、前記データ再生部は、前記特定符号列からシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取ることを特徴とする信号復号回路。

【0153】

(付記13)

付記8乃至12のいずれかに記載の信号復号回路において、前記データ再生部は、前記特定符号列に対応した信号を用いて、信号平均値、雑音の標準偏差と自己相関を求めて、データ復号の尤度計算に用いることを特徴とする信号復号回路。

【0154】

(付記14)

付記8乃至13のいずれかに記載の信号復号回路において、前記データ記録部及びデータ再生部を信号処理集積回路で構成し、前記信号処理集積回路を磁気ディスク装置や光ディスク装置に搭載したことを特徴とする信号復号回路。

【0155】

(付記15)

情報記録媒体の記録構造において、媒体上の記録信号系列は、データの先頭および最後部を含む少なくとも2個所以上に予め定めた特定符号列を挿入したことを特徴とする情報記録媒体の記録構造。(4)

【0156】

(付記16)

付記15記載の情報記録媒体の記録構造において、前記記録信号系列は、前記



特定符号列によりスプリットされた各データの先頭位置にシンクバイトを配置したことを特徴とする情報記録媒体の記録構造。

【 0 1 5 7 】

(付記 1 7)

付記 1 5 記載の情報記録媒体の記録構造において、前記記録信号系列は、前記特定符号列にシンクバイトを含ませたことを特徴とする情報記録媒体の記録構造。

【 0 1 5 8 】

(付記 1 8)

情報を磁気記録媒体上に記録して再生する情報記録再生方法において、データ記録時には、データの先頭および最後部を含む少なくとも 2 個所以上に予め定めた特定符号列を挿入して媒体上に記録し、データ再生時には、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、前記特定符号列に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行うことを特徴とする情報記録再生方法。(5)

【 0 1 5 9 】

(付記 1 9)

付記 1 8 記載の情報記録再生方法において、ユーザデータを R L L 符号に符号化することなく媒体上に記録した後に再生することを特徴とする情報記録再生方法。

【 0 1 6 0 】

(付記 2 0)

付記 1 8 又は 1 9 記載の情報記録再生方法において、前記データ再生時のクロック抽出は、前記特定符号列に対応した信号から抽出した位相情報に基づいて本来のサンプリング時間を求めて、該サンプリング時間による補間フィルタの補間操作によってクロック同期した信号振幅を再度サンプリングすることを特徴とする情報記録再生方法。

【 0 1 6 1 】

(付記 2 1)

付記 1 8 乃至 2 0 のいずれかに記載の情報記録再生方法において、データ記録時には、前記特定符号列によりスプリットされた各データの先頭位置にシンクバイトを配置して媒体上に記録し、データ再生時には、前記特定符号列に続くシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取ることを特徴とする情報記録再生方法。

【 0 1 6 2 】

(付記 2 2)

付記 1 8 乃至 2 0 のいずれかに記載の情報記録再生方法において、データ記録時には、前記特定符号列にシンクバイトを含ませて媒体上に記録し、データ再生時には、前記特定符号列からシンクバイトを検出してデータの先頭ビットを推定して復号の同期を取ることを特徴とする情報記録再生方法。

【 0 1 6 3 】

(付記 2 3)

付記 1 8 乃至 2 2 のいずれかに記載の情報記録再生方法において、データ再生時には、前記特定符号列に対応した信号を用いて、信号平均値、雑音の標準偏差と自己相関を求めて、データ復号の尤度計算に用いることを特徴とする情報記録再生方法。

【 0 1 6 4 】

【発明の効果】

以上説明してきたように本発明によれば、クロック抽出やゲイン追従のための R L L 符号をなくし、これに替えて特定符号列からなるリバイスバイトをデータ中に複数挿入して記録した後に再生することで、リバイスバイトが既知のデータ列であることから、復調時に判定値を誤ることはなく、再生信号の S N が悪い場合でも、安定したクロック抽出や振幅補正が可能となり、復号性能（エラーレート）を向上することができる。

【 0 1 6 5 】

また R L L 復号を行わないため、R L L 復号によるエラー伝播をなくすことができ、これによって本来の E C C 訂正能力を発揮させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の原理説明図

【図 2】

本発明が適用されるハードディスクドライブのブロック図

【図 3】

本発明の情報記録再生で使用するセクタフォーマットの実施形態の説明図

【図 4】

本発明の情報記録再生で使用するセクタフォーマットの他の実施形態の説明図

【図 5】

ビタビ復号を行う場合の図 2 のハードディスクコントローラおよびリードチャネルの部分を取り出した概略構成のブロック図

【図 6】

図 5 のリードチャネルにおけるデータ再生部のブロック図

【図 7】

図 6 の F I R フィルタからの出力信号波形の説明図

【図 8】

図 6 の利得制御器のブロック図

【図 9】

図 6 の補間フィルタのブロック図

【図 1 0】

図 6 の F I R フィルタから出力されたリバイスバイトの信号波形の説明図

【図 1 1】

リバイスバイトから信号平均値、雑音の標準偏差と相関を求めてビタビ復号の尤度計算に利用する実施形態のブロック図

【図 1 2】

反復型復号を行う場合の図 2 のハードディスクコントローラおよびリードチャネルの部分を取り出した概略構成のブロック図

【図 13】

図 12 の反復型復号に適用する符号器とリバイスバイトから信号平均値、雑音の標準偏差と相関を求めて反復型復号の尤度を計算する復号器の他の基本構成のブロック図

【図 14】

従来の磁気ディスク装置で使用しているセクタフォーマットの説明図

【図 15】

従来の磁気ディスク装置で使用している他のセクタフォーマットの説明図

【図 16】

同期クロックにより振幅補正とタイミングリカバリを行う従来のリードチャネルのブロック図

【図 17】

非同期クロックにより振幅補正とタイミングリカバリを行う従来のリードチャネルのブロック図

【符号の説明】

- 10 : SISC コントローラ
- 12 : ドライブコントロール
- 14 : エンクロージャ
- 16 : メインコントロールユニット (MCU)
- 18 : メモリ
- 20 : プログラムメモリ
- 22 : ハードディスクコントローラ (HDC)
- 24 : データバッファ
- 26 : ドライブインタフェースロジック
- 28 : DSP
- 30 : リードチャネル (RDC)
- 32 : サーボドライバ
- 34 : ヘッド IC



3 6 - 1 ~ 3 6 - 6 : 復号ヘッド
3 8 - 1 ~ 3 8 - 3 : 磁気ディスク
4 0 : ボイスコイルモータ (VCM)
4 2 : スピンドルモータ (SPM)
4 6 : データ記録部
4 8 : データ再生部
5 0 - 1 ~ 5 0 - 6 : リバースバイト (特定符号列)
5 2 : シンクバイト
5 4 - 1 ~ 5 4 - 4 : データ
5 6 : データ及びECC
5 8 - 1 ~ 5 8 - 5 : リバース及びシンクバイト
6 0 : CRC符号器
6 2 : ECC符号器
6 4 : 記録補償器
6 6 : ドライバ
6 8 : ECC復号器
7 0 : CRC復号器
7 2 : 可変利得アンプ (VGA)
7 4 : CTフィルタ (CTF)
7 6 : ADコンバータ (ADC)
7 8 : バッファメモリ
8 0 : 利得制御器
8 2 : 電圧制御発振器 (VCO)
8 4 : 乗算器
8 6 : FIRフィルタ (等化器)
8 8 : FIR補間フィルタ
9 0, 1 1 6 : ビタビ復号器
9 2 : 利得制御器
9 4 : タイミングリカバリ部

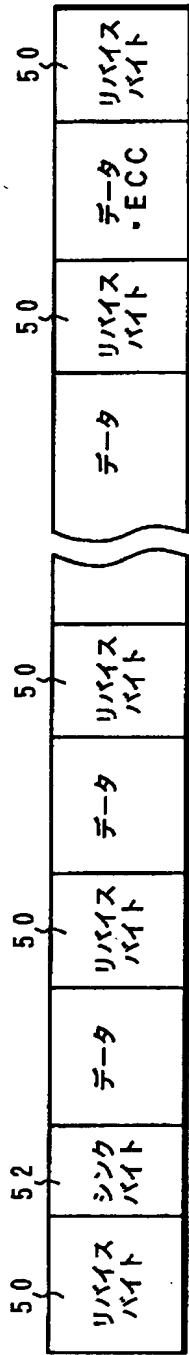
96 : シンクバイト検出器
98 : 利得誤差検出器
100, 104 : ループフィルタ
102 : 位相判定器
106 : タップゲインテーブル
108-1 ~ 108-k : 遅延回路
110-1 ~ 110-k : 乗算器
112-1 ~ 112-k : 加算器
114 : 雑音相関演算部
118 : 符号器
120 : 外符号器
122 : インターリーバー
124 : 内符号器 (PRチャネル)
126 : 反復型復号器
126 : 内復号器
130 : 外復号器
132 : 硬判定ブロック

【書類名】

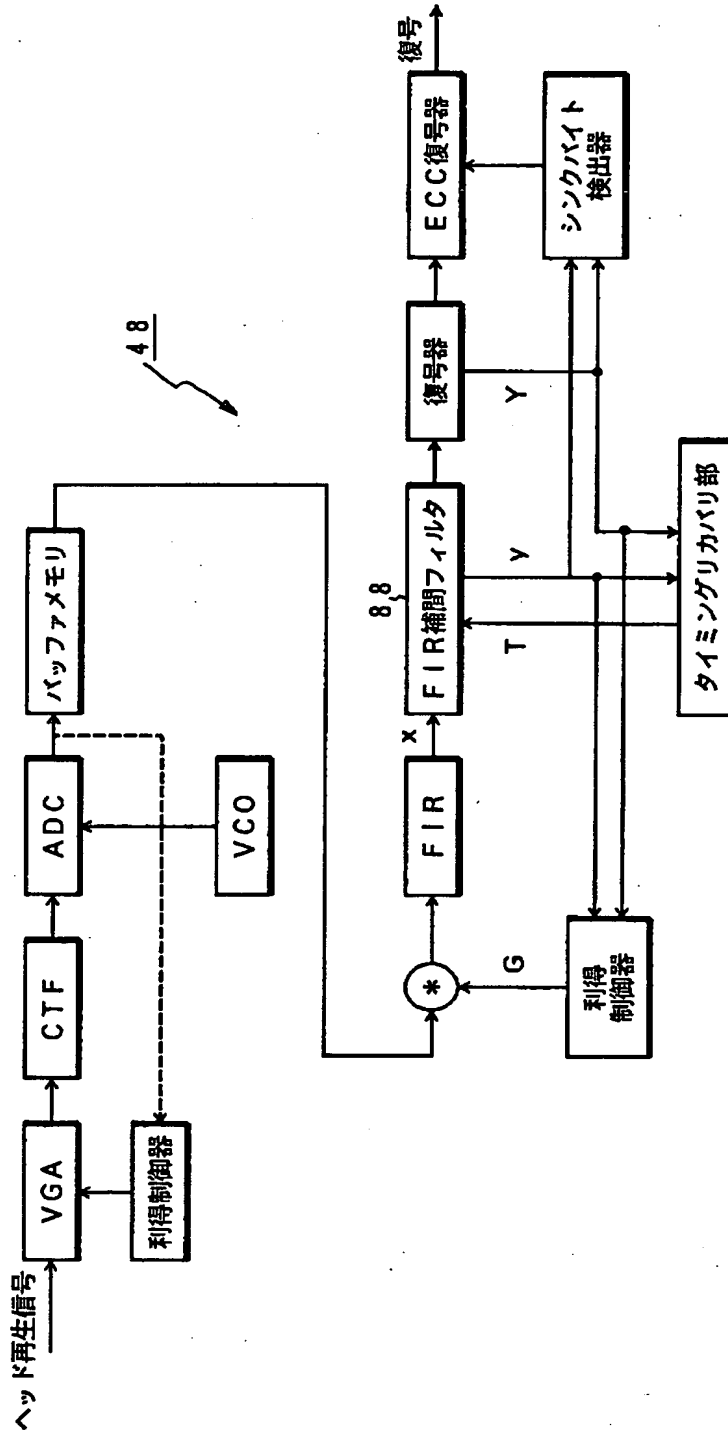
図面

【図 1】

本発明の原理説明図



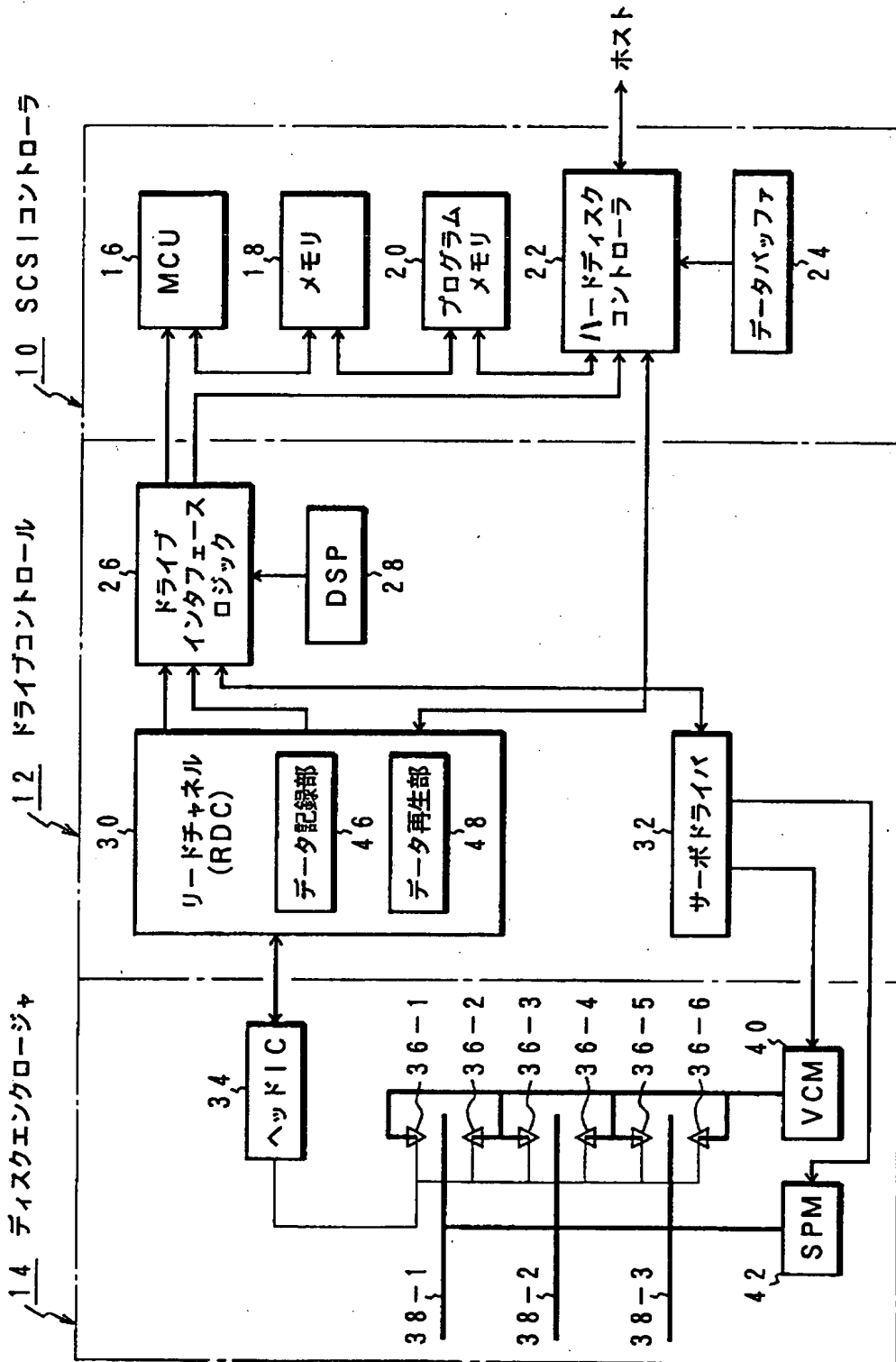
(A)



(B)

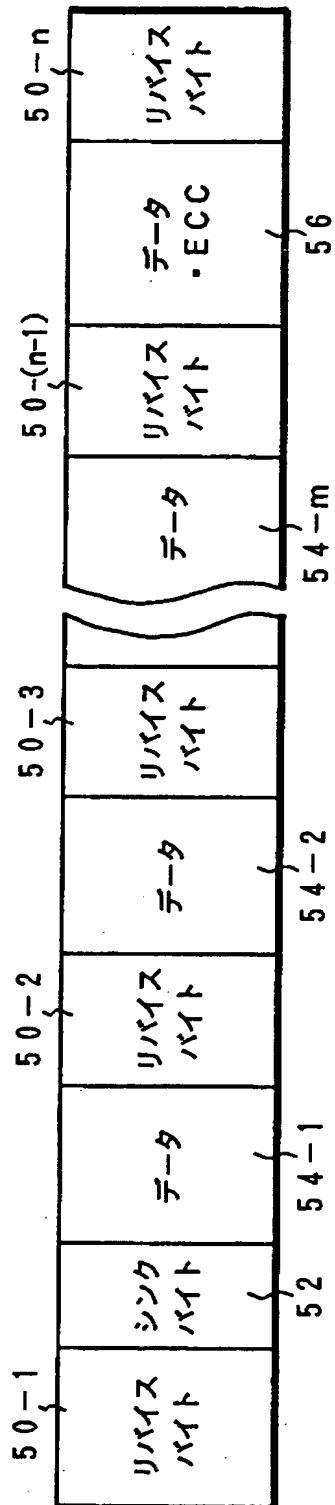
【図 2】

本発明が適用されるハードディスクドライブのブロック図



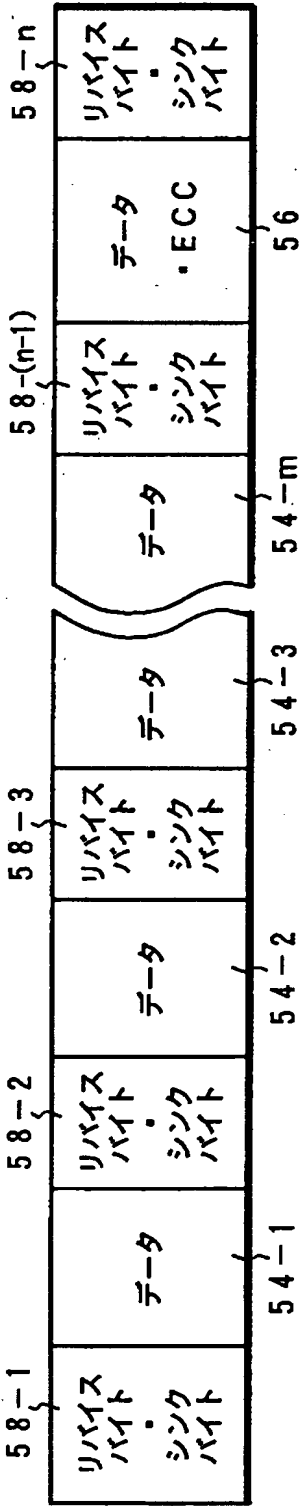
【図 3】

本発明の情報記録再生で使用するセクタフォーマットの実施形態の説明図



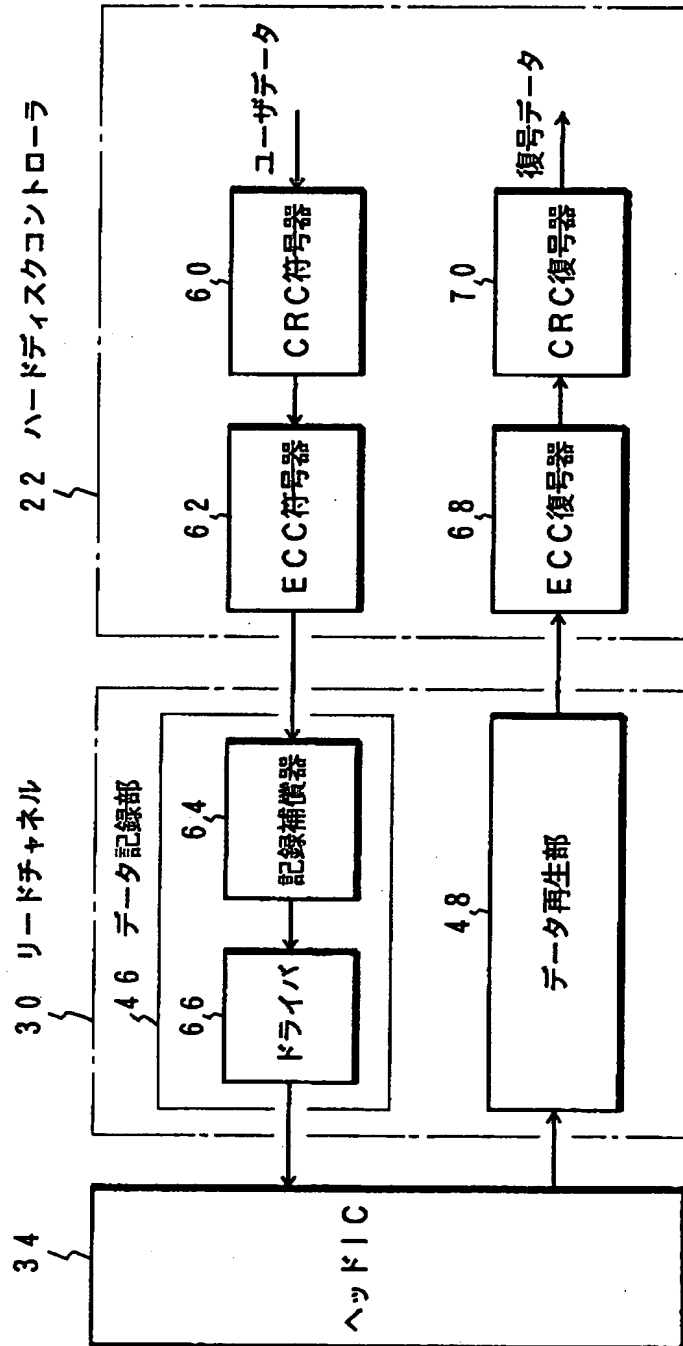
【図 4】

本発明の情報記録再生で使用するセクタフォーマットの他の実施形態の説明図



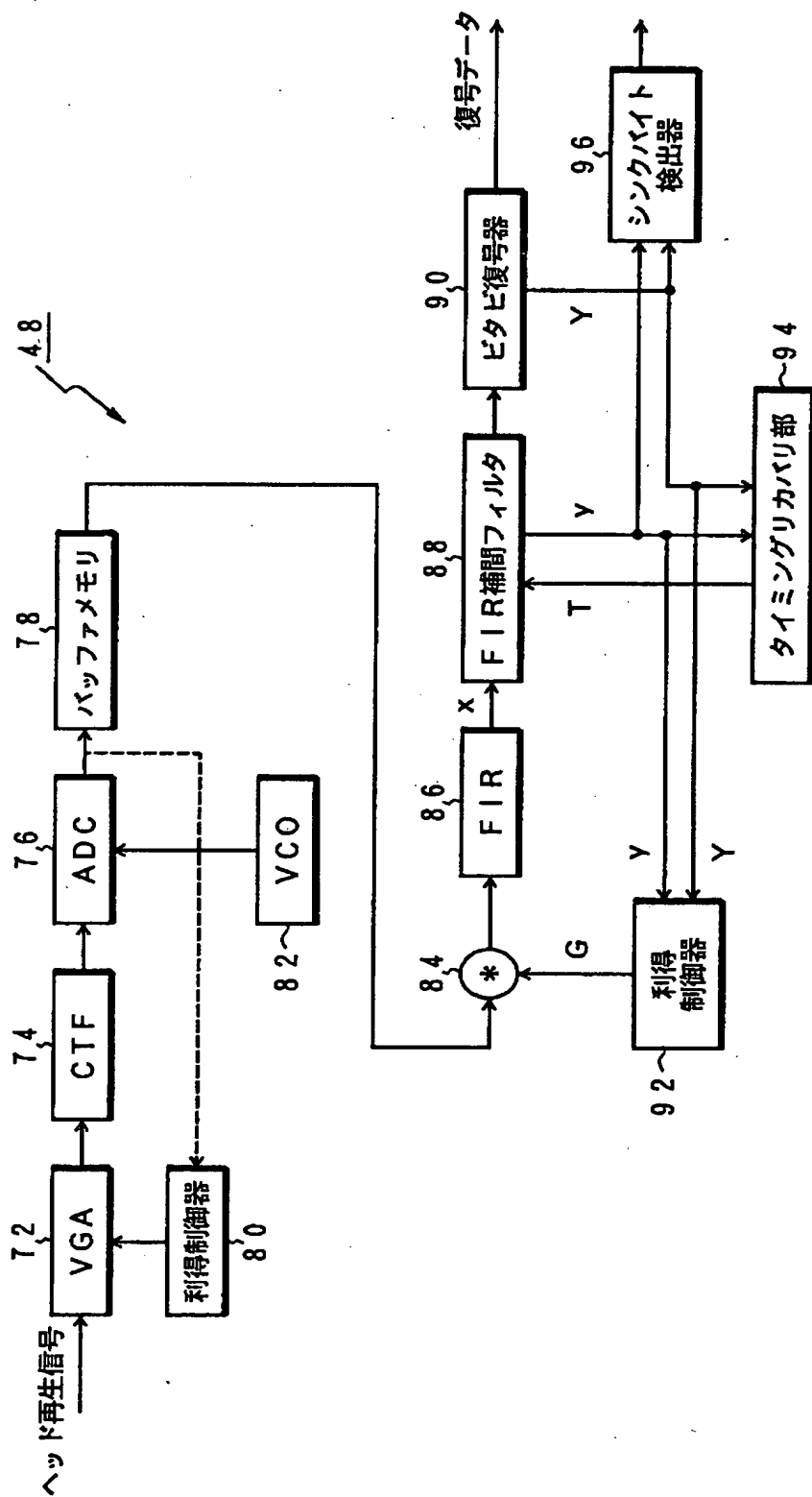
【図 5】

ビット復号を行う場合の図2のハードディスクコントローラおよびリードチャネルの部分をとり出した概略構成のブロック図



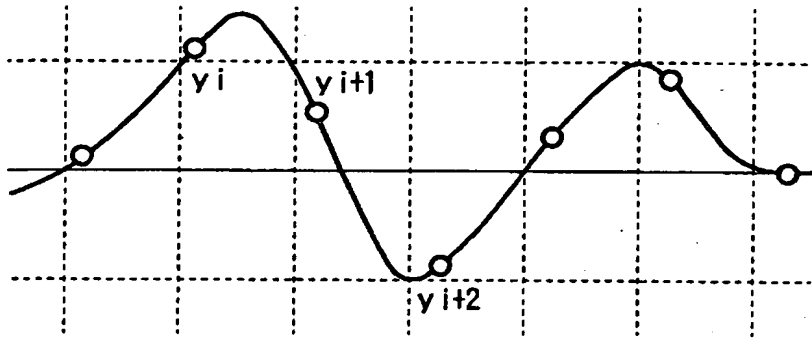
【図 6】

図5のリードチャネルにおけるデータ再生部のブロック図



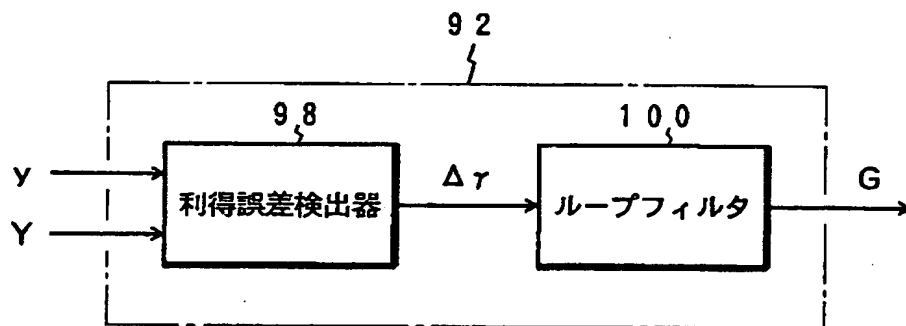
【図 7】

図 6 の F I R フィルタからの出力信号波形の説明図



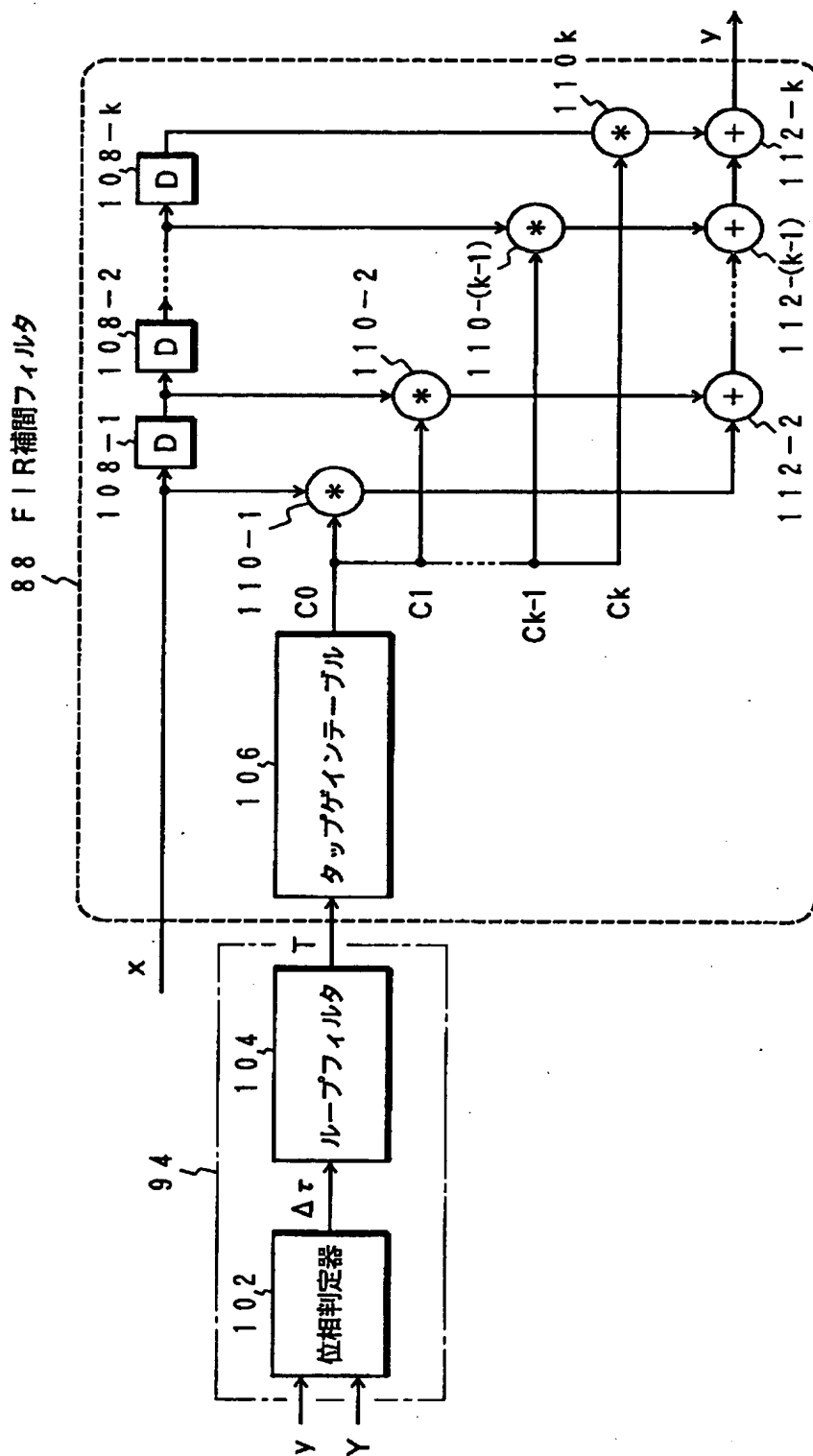
【図 8】

図 6 の利得制御器のブロック図



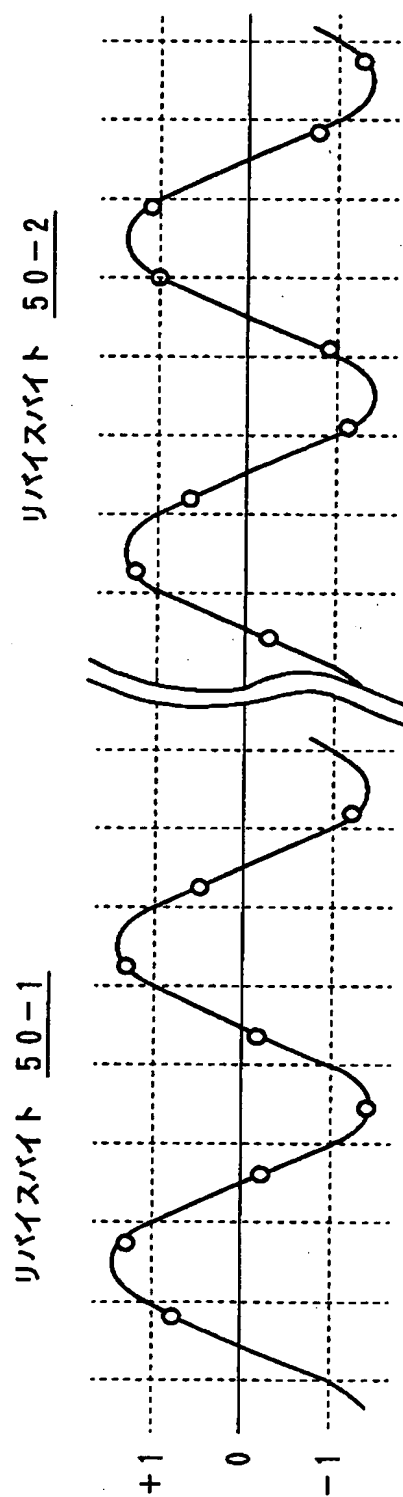
【図 9】

図 6 の補間フィルタのブロック図



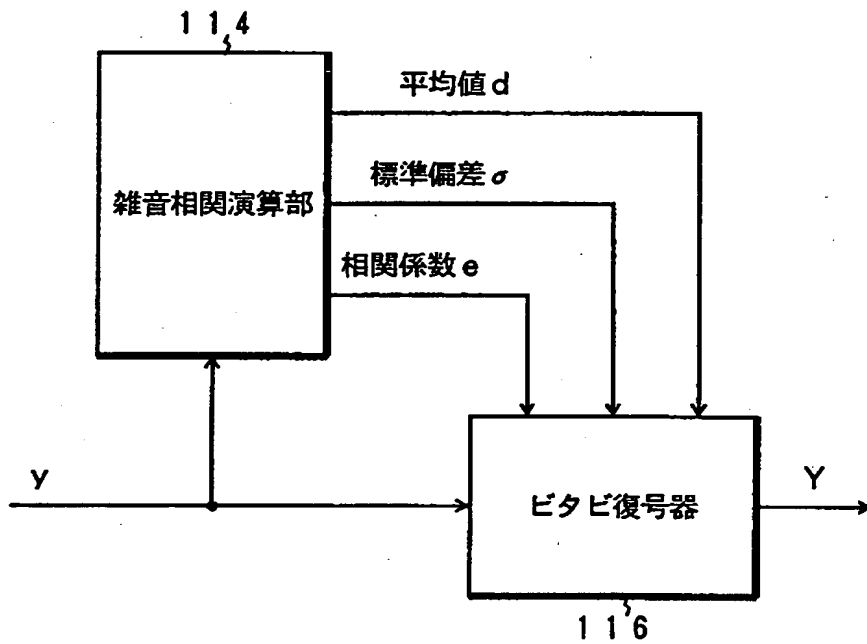
【図 10】

図6のFIRフィルタから出力されたリバイスバイトの信号波形の説明図



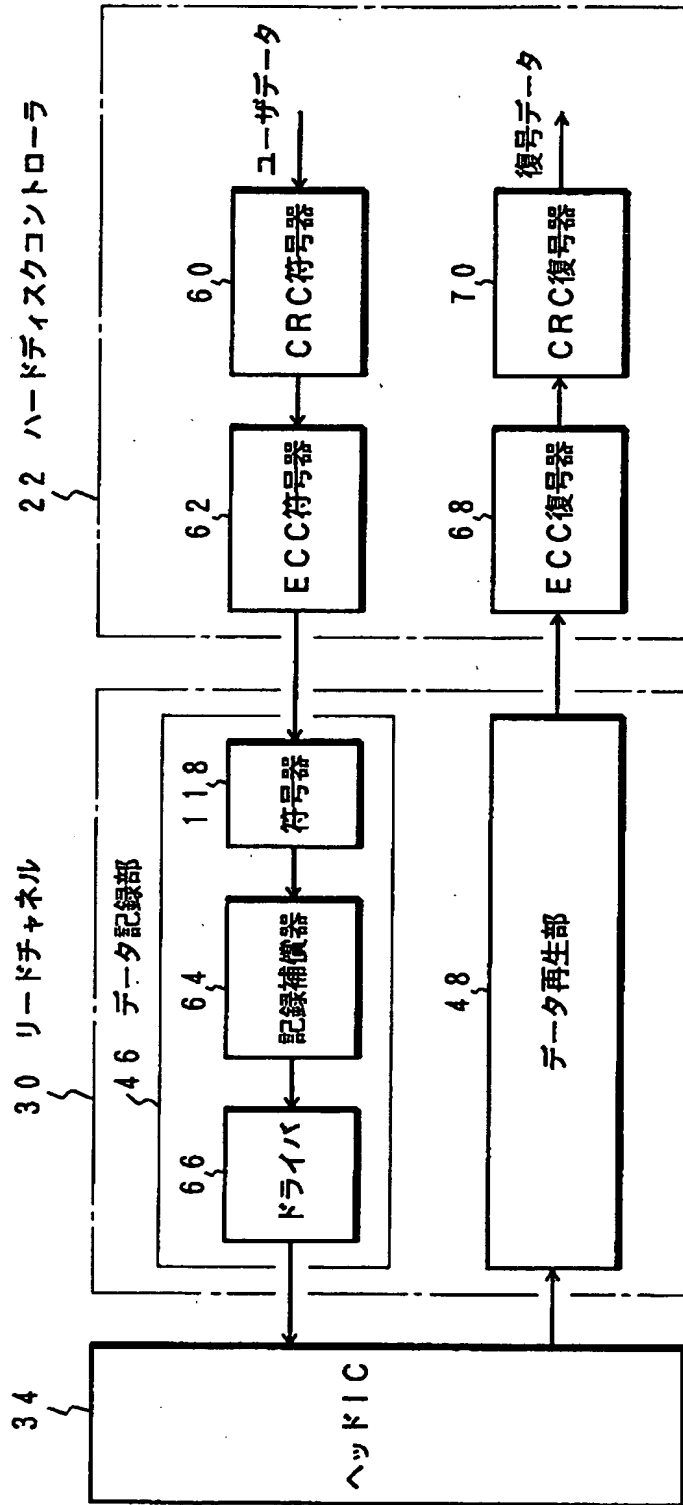
【図 1 1】

リバイスバイトから信号平均値、雑音の標準偏差と相関を求めて
ビタビ復号の尤度計算に利用する実施形態のブロック図



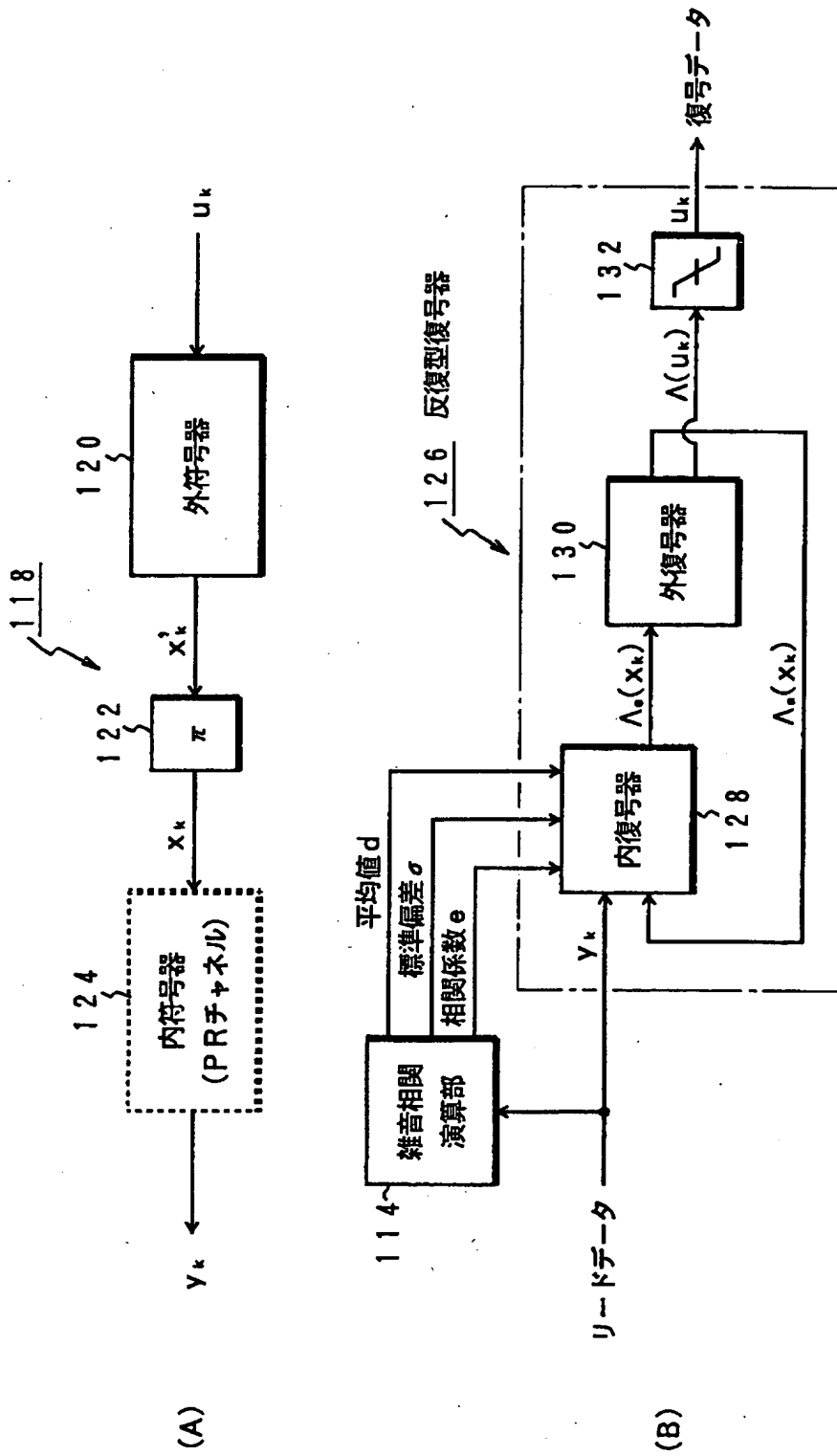
【図 12】

反復型復号を行う場合の図2のハードディスクコントローラおよびリードチャネルの部分をとり出した概略構成のブロック図



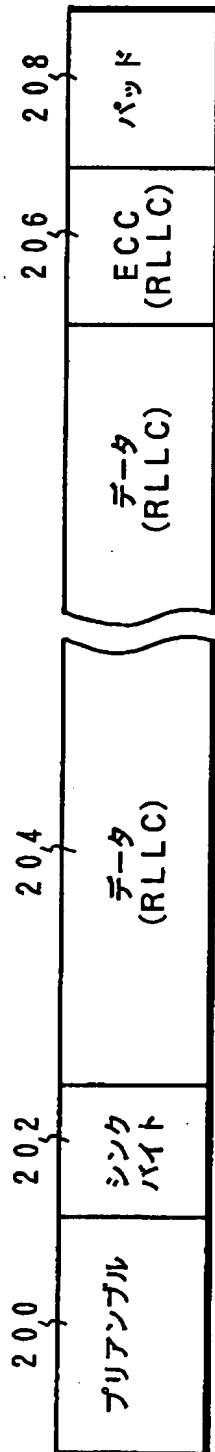
【図 13】

図 12 の反復型復号に適用する符号器とリバイスバイトから信号平均値、雑音の標準偏差と相関を求めて反復型復号の尤度を計算する復号器の他の基本構成のブロック図



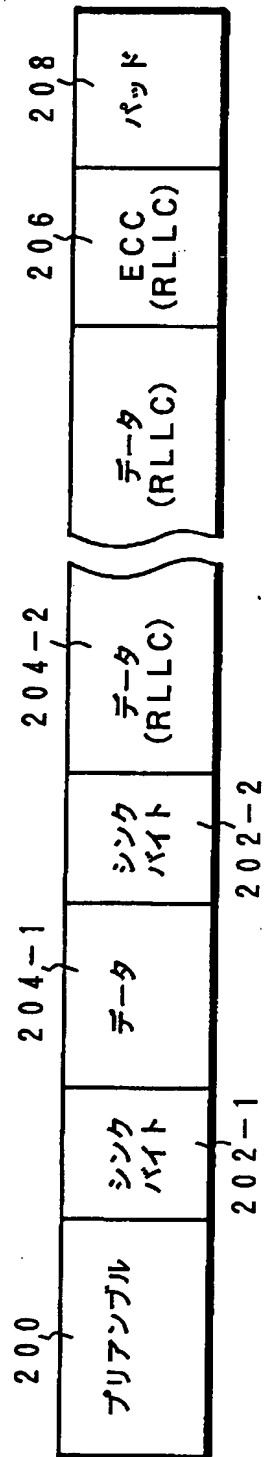
【図 14】

従来の磁気ディスク装置で使用しているセクタフォーマットの説明図



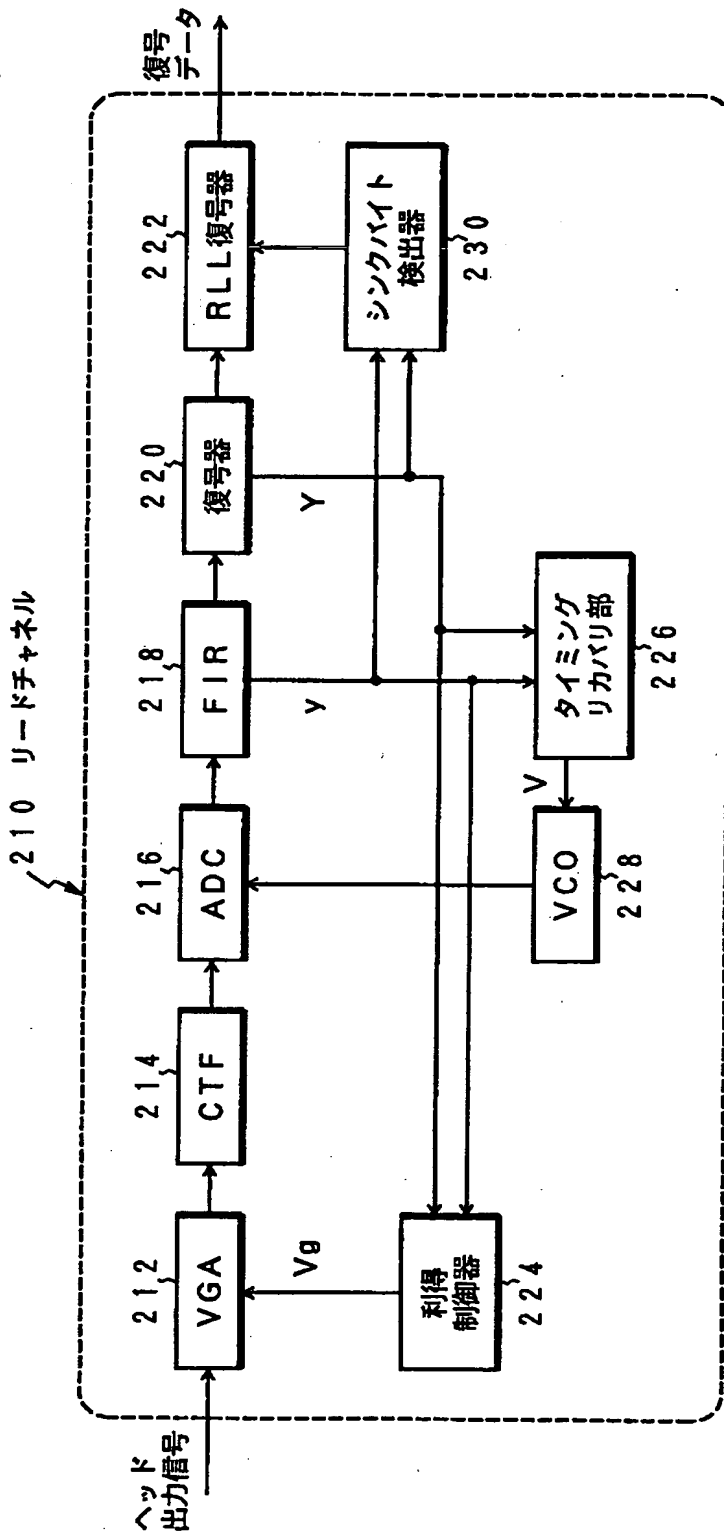
【図 15】

従来の磁気ディスク装置で使用している他のセクタフォーマットの説明図



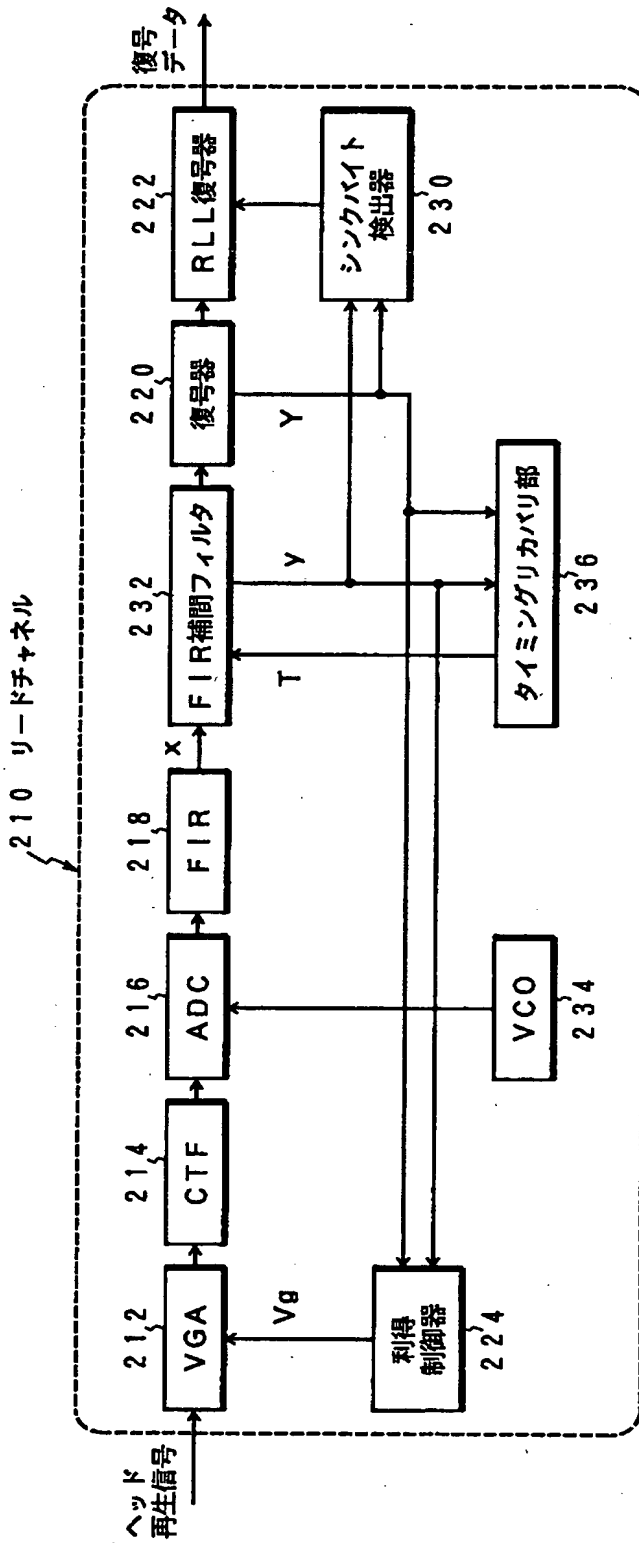
【図 16】

同期クロックにより振幅補正とタイミングリカバリを行う従来のリードチャネルのブロック図



【図 17】

非同期クロックにより振幅補正とタイミングリカバリを行う従来のリードチャネルのブロック図



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 R L L 符号を使用することなく、信号の S N 比の悪化に対し安定したクロック抽出や振幅補正を可能にして復号性能を向上する。

【解決手段】 データ記録時にデータ記録部は、データの先頭および最後部を含む少なくとも 2 個所以上に予め定めた特定符号列であるリバースバイト 5 0 を挿入して媒体上に記録する。データ再生時にデータ再生部 4 8 は、ヘッド再生信号をクロックを用いて離散化した後に、特定符号列であるリバースバイト 5 0 に対応した信号を用いてクロック抽出と振幅補正を行う。原理的には、クロック抽出やゲイン追従のための R L L 符号を無くし、これに替えて特定符号列からなるリバースバイトをデータ中に挿入して媒体上に記録する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005223]

1. 変更年月日 1996年 3月26日

[変更理由] 住所変更

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

氏 名 富士通株式会社